

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 351 868**

51 Int. Cl.:

G01S 13/24 (2006.01)

G01S 13/28 (2006.01)

G01S 13/58 (2006.01)

G01S 7/00 (2006.01)

G01S 13/02 (2006.01)

G06F 17/10 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08162594 .9**

96 Fecha de presentación : **19.08.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2124071**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **25.11.2009**

54

Título: **Procedimiento para evaluar la posición y la velocidad de un objetivo con un radar que emite una forma de onda OFDM.**

30

Prioridad: **23.05.2008 NL 1035463**

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:
11.02.2011

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:
11.02.2011

73

Titular/es: **THALES NEDERLAND B.V.**
Zuidelijke Havenweg 40
7550 GD Hengelo, NL

72

Inventor/es: **Erkocevic-Pribic, Radmila y**
Lellouch, Gabriel

74

Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 351 868 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

La presente invención se refiere a un procedimiento para estimar la posición y la velocidad de un objetivo con un radar que emite una forma de onda del tipo Multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM). La invención se puede aplicar a muchas aplicaciones de radar.

En las modernas redes de radar que apuntan a aplicaciones de vigilancia, la combinación de un número creciente de características para afrontar un número creciente de necesidades es el nuevo reto. Las demandas de mejores prestaciones y una reacción más rápida en entornos más complejos favorecen este enfoque. En concreto, el nuevo escenario tiene que salvar las interferencias electromagnéticas aunque se compongan de recursos vitales como la estimación Doppler y alta resolución de alcance (HRR).

La banda de frecuencia electromagnética usada se puede someter a degradación, desvirtuar la comprensión del entorno. En consecuencia, no se puede detectar la presencia de objetivos. Este es uno de los problemas técnicos que la presente invención apunta a solucionar. En una red de radar de corto alcance por ejemplo, la fuente de esta degradación puede bien ser imperfecciones del canal o interferencias mutuas entre estaciones cercanas de telecomunicaciones. En la técnica anterior, estas situaciones se evitan muy bien cuando la frecuencia barredora de radar barre dentro de una banda de emisión en emisión, como en el concepto de la radio cognitiva.

El efecto Doppler es por naturaleza un escalado de la frecuencia portadora proporcional a la velocidad radial del objetivo. En la técnica anterior, cuando la forma de onda es unas ráfagas de impulsos o un tren de impulsos. La frecuencia Doppler se obtiene comúnmente después de comparar la fase reflejada recibida con el del oscilador local; Al menos cuando se usa la misma portadora a lo largo de la ráfaga, Sin embargo, si la frecuencia portadora cambia, la frecuencia Doppler cambia en consecuencia y el análisis convencional de Fourier ya no está adaptado para llevar a cabo el procesamiento Doppler. A este respecto, en las soluciones habituales de la técnica anterior, la agilidad de frecuencia y el procesamiento Doppler siempre se han aislado en diferentes modos operativos. Este es uno de los problemas técnicos que la presente invención apunta a resolver.

Después de la detección, la decisión de considerar un objetivo como un amigo o como un enemigo implica que se conoce suficiente información sobre el objetivo. Tal signatura de radar integral se obtiene cuando el sistema tiene una alta resolución. Si el procesado en el receptor responsable del alcance se basa en la técnica de Compresión de Impulsos (PC) conocida en la técnica anterior, la resolución básica de alcance en el sentido del sistema es equivalente a la banda ancha en el sentido de la forma de onda. A este respecto, en las

soluciones habituales de la técnica anterior, a menudo la agilitada y la HRR se han asilado siempre en diferentes modos operativos. Esto es uno de los problemas técnicos que la presente invención apunta a resolver.

5 Hasta ahora, solamente unos pocos sistemas radar de Monoportadora contaban con agilidad de frecuencia junto con procesado Doppler y HRR Ninguno los ha fusionado en un solo modo operativo. Esto es uno de los problemas técnicos que la presente invención apunta a resolver.

10 La emergencia de señales de multiportadora (MC) en las comunicaciones ha invitado a la comunidad radar a centrarse en estas nuevas formas de onda digitales y analizar sus propiedades radar.

15 Los desarrollo de aplicaciones radar de penetración en tierra han hecho uso de formas de onda de frecuencia escalonada Multiportadora para sintetizar una banda ancha . A este respecto, cada impulso consiste en diversas frecuencias ampliamente espaciados producidos por diferentes frecuencias IF. El procedimiento se detalla en el artículo "A Multi Frequency Radar for Detecting Landmines: Design Aspects and Electrical Performance" (P. van Genderen and al. en Proccedings European Microwave Conference 2001, Octubre 2001) Este artículo se centra en la HRR.

20 La Patente de los Estados Unidos nº 6.392.588 B1 informa sobre investigaciones acerca de la forma de onda codificada de Pase Multiportadora (MCPC). Se ha demostrado que la estructura MCPC ofrece oportunidades de reducir los lóbulos laterales de autocorrelación y por lo tanto reforzar las capacidades de detección.

25 La forma de onda MC más famosa es la denominada forma de onda de multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM), que se genera simplemente por medios de Transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), una técnica digital que la hace extremadamente flexible. Se ha sugerido el OFDM para el estándar 802.11a. de comunicaciones inalámbricas de banda ultra ancha 80. En el artículo "Frequency Agility in OFDM Active Radar" (P. Tran. MSc Thesis, octubre 2006) la misma forma de onda OFDM o MCPC se usa para introducir el concepto de forma de onda ágil MC digital. Se sugieren y ensayan diversos modelos de agilidad. Se usan diversos criterios tales como la ocupación de espectro, la correlación cruzada, la resolución en alcance se usan para evaluar la mejor forma de onda ágil para radares. El artículo trata de la agilidad de frecuencia.

30 La presente invención apunta a proporcionar una forma de onda flexible que se puede usar para solucionar al menos algunos de los problemas técnicos descritos anteriormente. De manera más general, la presente invención propone un nuevo concepto de forma de onda de radar apropiado para solucionar simultáneamente los problemas de interferencias

proporcionando agilidad de frecuencia junto con procesado Doppler y/o HRR. El concepto se basa en la estructura de una señal OFDM como la usa en las telecomunicaciones, explotando su modelo único de tiempo/frecuencia.

5 Según un primer aspecto, la presente invención puede proporcionar un procedimiento para estimar la posición y la velocidad de un objetivo con un radar, el radar que emite una forma de onda que comprende un tren de impulsos, comprendiendo cada impulso un chip OFDM construido a partir de subportadoras, cubriendo las subportadoras la integridad del ancho de banda del radar. A la recepción de los impulsos reflejados, algunas de las subportadoras se usan en una etapa de procesado Doppler, siendo cada una de dichas subportadoras fija respecto de los impulsos. Otras subportadoras, que no se usan para procesado Doppler, se usan en una etapa de procesado de gran resolución de alcance, siendo las dichas subportadoras distribuidas aleatoriamente respecto de los impulsos.

10 Preferiblemente, el procesado Doppler puede incluir la aplicación de una FFT a cada impulso recibido, para de este modo seleccionar las subportadoras a usar. Una etapa de compresión de los impulsos reflejados del objetivo puede seguir a la etapa de procesado Doppler.

15 Preferiblemente, una etapa de compresión de los impulsos reflejados del objetivo puede preceder a la etapa de procesado de gran resolución de alcance. La etapa de procesado de gran resolución de alcance puede también incluir la eliminación de la distribución aleatoria aparente de las subportadoras.

20 En una realización ejemplar, la forma de onda puede integrar mensajes que indican que un objetivo ha sido detectado, intercambiándose los mensajes por toda una red de radar. A continuación, el producto Ancho de Banda-tiempo puede ser superior a 10^4 . el procedimiento se puede llevar a cabo en un radar de corto alcance adaptado para detectar seres humanos.

25 Se ha de entender que las variaciones respecto de los ejemplos descritos en lo sucesivo, evidentes para los expertos en la técnica, se harán sin salirse del alcance de la presente invención.

30 De este modo, una ventaja proporcionada por la presente invención en cualquiera de sus aspectos es que la combinación de agilidad de frecuencia y HRR es un valor añadido para la fiabilidad del sistema en el contexto de las interferencias.

Una realización no limitativa de la invención se describe en lo sucesivo con referencia a los dibujos anexos en los cuales:

- 35 - la figura 1 ilustra esquemáticamente una forma de onda ejemplar especificada para un radar de corto alcance;

- la figura 2a ilustra esquemáticamente un salto de subportadoras agrupadas ejemplares en el caso de un único chip por impulso;
- la figura 2b ilustra esquemáticamente un salto de subportadoras dispersas ejemplares en el caso de un único chip por impulso;
- 5 - la figura 3 ilustra esquemáticamente una estructura OFDM ejemplar que permite combinar la agilidad de frecuencia y el procesado Doppler;
- la figura 4 ilustra esquemáticamente un esquema de conversión descendente compleja ejemplar
- la figura 5 ilustra esquemáticamente un procesado Doppler ejemplar para radar de impulsos después de la compresión de impulsos;
- 10 - la figura 6a ilustra esquemáticamente una ráfaga de impulsos OFDM recibida ejemplar;
- la figura 6b ilustra esquemáticamente un procesado Doppler ejemplar por subportadora;
- 15 - la figura 7 ilustra esquemáticamente un espectro Doppler ejemplar para MC comparada con una Portador Única (SC);
- la figura 8 ilustra esquemáticamente una gorma de onda OFDM escalonada ágil de frecuencia ejemplar;
- la figura 9 ilustra esquemáticamente un receptor ejemplar para HRR;
- 20 - la figura 10 ilustra esquemáticamente un concepto ejemplar de procesado HRR ágil de frecuencia;
- la figura 11 ilustra esquemáticamente un chip OFDM ejemplar u_{BB} , continuo y después de muestreo en las puertas de alcance para 3 objetivos.
- la figura 12 ilustra esquemáticamente un muestreo ejemplar de los ecos recibidos procedentes de diferentes alcances.
- 25 - la figura 13 ilustra esquemáticamente un chip OFDM comprimido ejemplar para dos objetivos separados por poca distancia;
- la figura 14 ilustra esquemáticamente perfiles ejemplares de HRR para dos objetivos puntuales cercanos ($R_1=2001$, $R_2=2001$), plegándose el resultado en la ventana IFFT disponible.
- 30 - la figura 15a ilustra esquemáticamente un esquema de bloque de transceptor de radar ágil OFDM ejemplar;
- la figura 15b ilustra esquemáticamente una imagen ampliada del bloque de procesado de señal del transceptor ejemplar;
- 35 - la figura 15c ilustra esquemáticamente una imagen ampliada del bloque de

procesado de señal del transceptor ejemplar cuando se combinan las tres características.

En las figuras, los signos de referencia iguales se asignan a elementos idénticos.

5 FORMA DE ONDA OFDM

La figura 1 ilustra esquemáticamente una forma de onda ejemplar especificada para un radar de corto alcance. La forma de onda ilustrada es un tren de 330 impulsos, comúnmente denominado “ráfaga de impulsos”. Los impulsos de la ráfaga se numeran del 1 al 330. El impulso numerado 331 es el primer impulso de la siguiente ráfaga. La invención se ejemplifica en una forma de onda concebida para radar de corto alcance con el trasfondo de red de radar. La intención es integrar mensajes de comunicación, por ejemplo mensajes que indican que se han detectado objetos, en la forma de onda de radar de manera que la información se comparte entre varias estaciones. En consecuencia, el ancho de banda total B_w es muy superior a los sistemas convencionales, por ejemplo B_w puede ser igual a 300 megahercios (MHz). Las necesidades de alta resolución en Doppler sugieren un tiempo de observación largo o un intervalo de procesado coherente (CPI). En el ejemplo ilustrado, la duración T_{impulso} de cada impulso puede ser igual a 1 microsegundo (μs) y el tiempo de repetición de impulso (PRT) entre dos impulsos consecutivos puede ser 100 μs . Como consecuencia, si el primer impulso se emite en un instante $t_1=0$, entonces el 330 impulso se emite en un instante $t_{330}=32,9$ ms y el CPI es igual a 33 milisegundos (ms) para la ráfaga ejemplar de 330 impulsos. Esto requiere tratar con el verdadero efecto Doppler en lugar de con su aproximación de banda estrecha. En el ejemplo ilustrado, el producto ancho de banda-tiempo (BT) se puede promediar aproximadamente en 10^7 , lo cual es extremadamente alto si se compara con los productos BT habituales que se promedian a aproximadamente en 10^4 . Tal forma de onda ofrece buenas propiedades de Baja probabilidad de interceptación (LPI) cuando se procesa mediante Compresión de impulsos, ya que se puede limitar la potencia instantánea. La consecuencia del alto producto BT servirá a introducir un desplazamiento en distancia en el receptor incluso para ralentizar relativamente los objetivos de media aproximadamente 15 metros por segundo (m/s). El desplazamiento en distancia describe la deriva de los ecos recibidos en las puertas de alcance. Si el desplazamiento en distancia no se mitiga, este puede ser perjudicial para el procesado Doppler. Esta es la razón por la que se aplica a menudo con antelación técnica de compensación de desplazamiento en distancia. En el ejemplo ilustrado, los objetivos de interés son seres humanos en desplazamiento muy lento, cuya velocidad radial por debajo de 10m/s no induce ningún desplazamiento en distancia. Aunque el ejemplo ilustrado se basa en una forma de onda de producto BT elevado con su escenario específico de objetivos bajos, la

invención también es apropiada para escenarios de radares más clásicos con producto BT inferior de aproximadamente 10^4 por ejemplo y mayores velocidades de aproximadamente 500 m/s por ejemplo

5 Cada impulso para forma de onda ejemplar es un impulso OFDM, denominado comúnmente “chip OFDM”. Un conjunto común de N_{SC} portadoras de frecuencia se usa para construir cada uno de los chips OFDM. La estructura tiempo/frecuencia de la ráfaga de impulsos se realiza a medida según tres modelos diferentes; un modelo de agilidad de frecuencia, un modelo de procesamiento Doppler y un modelo de HRR.

10 La figura 2a y la figura 2b ilustra esquemáticamente subportadoras agrupadas ejemplares y subportadoras dispersas ejemplares, respectivamente que saltan en el caso de un único chip por impulso. Los tres modelos se basan en las N_{SC} subportadoras disponibles asociadas al modelo OFDM. Con OFDM, dos subportadoras consecutivas se separan por $\Delta f = 1/T_s$ donde T_s es la duración de un símbolo OFDM. Esto es la propiedad de ortogonalidad que caracteriza el espectro de una señal OFDM. Estas N_{SC} subportadoras capturan el ancho de banda B_w total disponible según $B_w = N_{SC} \cdot \Delta f$.

15 Empezando con la única restricción de agilidad de frecuencia, se obtiene fácilmente una forma de onda ágil OFDM si se usan esquemas de salto de frecuencia de chip a chip. Se puede calcular un número infinito de esquemas, como se ilustra mediante la figura 2a y la figura 2b, pero aquí una restricción es tener un mismo número N de subportadoras para cada chip ($N \leq N_{SC}$). En las figuras ejemplares 2a y 2b, $N_{SC} = 40$ y $N = 8$. a este respecto, un chip es una concatenación de símbolos (verticales) mientras que un impulso es una concatenación de chips (horizontales). Para satisfacer $(l-1) \times T_s \leq t \leq l \times T_s$, donde $l \in (1 \dots L)$ es el índice de chips, la expresión $S_{OFDM(t)}$ para un impulso OFDM ágil en la banda base es proporcionada por

$$25 \quad S_{OFDM}(t) = \sum_{k=1}^{N_{SC}} w_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} e^{jk \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t} \quad (1)$$

en la que:

- w_k y $\phi_{k,l}$ son el peso y el código de fase, respectivamente, asociados a la $k^{\text{ésima}}$ subportadora y el $l^{\text{ésimo}}$ chip;
- 30 - la información de agilidad de frecuencia es llevada por $\{w_{k,l}\}$, $k=1 \dots N_{SC}$ que tendrá solamente N valores no cero.

La duración de impulso T_{impulso} en el escenario propuesto es pequeña ($1 \mu\text{s}$), de manera

que un único chips se ajusta dentro del impulso ($L=1$). Esta es la razón por la cual, en lo sucesivo, el índice de chips l se sustituye por un índice de impulsos m , donde $m \in (1 \dots M)$, siendo M el número de impulsos en la ráfaga. A cada impulso, los N valores no cero del único chip se distribuyen aleatoriamente, de manera que las N_{SC} posibles subportadoras se cubren sobre la ráfaga de M impulsos. En consecuencia, el ancho de banda total B_w se cubre también sobre la ráfaga de M impulsos. Esto define el modelo de agilidad de frecuencia.

Cuando se muestrea a la velocidad crítica de muestreo $f_s=B_w=N_{SC}/T_s$, la forma discreta de $S_{OFDM}[(n-1) \cdot Ts]$ con $n \in (1 \dots N_{SC})$, se convierte en :

$$S_{OFDM} [e^{j\theta_n}] = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{k,m} \cdot e^{jk \cdot \theta_n} \quad (2)$$

en la que

$$\theta_n = 2\pi\Delta f \cdot (n-1)T_s \text{ and } c_{k,m} = w_{k,m} \cdot e^{j\phi_{k,m}}.$$

Esta expresión se parece a la definición de una Transformada rápida inversa de Fourier (IFFT). Además, una señal OFDM es notable en el sentido en que se genera fácilmente aplicando una IFFT digital sobre el símbolo complejo $C_{k,m}$.

FORMA DE ONDA OFDM ADAPTADA PARA PROCESADO DOPPLER

La figura 3 ilustra esquemáticamente una estructura OFDM ejemplar que permite combinar la agilidad de frecuencia y el procesamiento Doppler. Si el parte superior del modelo de agilidad, se superponen N_{dopp} subportadoras fijas, sus modulaciones Doppler debidas al objetivo se pueden seguir a lo largo de la ráfaga recibida y entonces es posible usar la teoría clásica de Fourier para recuperarlas. A continuación, se puede calcular fácilmente la velocidad radial v_r . En la figura 3 ejemplar, las subportadoras fijas dedicadas al procesamiento Doppler son $SC1_{Dopp}$, $SC2_{Dopp}$ y $SC3_{Dopp}$ ($N_{dopp} = 3$). No se someten a la distribución aleatoria anteriormente mencionada, son fijas sobre los M impulsos. Expresada por $C = \{c_{k,m}\}_{k=1 \dots N_{sc}}^{m=1 \dots M}$ la matriz que contiene la información de tiempo/frecuencia de la ráfaga, un ejemplo en el cual la agilidad aleatoria y Doppler se combinan, se ofrece mediante

$$C = \begin{bmatrix} a_{1,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{1,6} & \cdot & a_{1,8} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & a_{1,3} & \cdot & a_{1,5} & a_{2,6} & \cdot & a_{2,8} & \cdot & a_{1,10} \\ \cdot & a_{1,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{1,7} & \cdot & a_{1,9} & a_{2,10} \\ \cdot & \cdot & a_{2,3} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{3,8} & \cdot & a_{3,10} \\ d_{1,1} & d_{1,2} & d_{1,3} & d_{1,4} & d_{1,5} & d_{1,6} & d_{1,7} & d_{1,8} & d_{1,9} & d_{1,10} \\ d_{2,1} & d_{2,2} & d_{2,3} & d_{2,4} & d_{2,5} & d_{2,6} & d_{2,7} & d_{2,8} & d_{2,9} & d_{2,10} \\ \cdot & a_{2,2} & a_{3,3} & \cdot & \cdot & \cdot & a_{2,7} & \cdot & a_{2,9} & \cdot \\ a_{2,1} & a_{3,2} & \cdot & a_{1,4} & \cdot & a_{3,6} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & a_{2,4} & a_{2,5} & \cdot & \cdot & \cdot & a_{3,9} & \cdot \\ a_{3,1} & \cdot & \cdot & a_{3,4} & a_{3,5} & \cdot & a_{3,7} & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (3)$$

Cada columna de C corresponde a un impulso, mientras que cada fila de C corresponde a una subportadora. Los puntos se refieren a ceros. Los coeficientes responsables de la agilidad de frecuencia y Doppler se expresan mediante las matrices $A = \{a_{k,m}\}_{k=1 \dots N, m=1 \dots M}$ y $D = \{d_{k,m}\}_{k=1 \dots N_{dopp}, m=1 \dots M}$ respectivamente. Los números usados en este ejemplo son arbitrarios $N_{SC} = 10$, $N = 3$, $N_{dopp} = 2$ y $M = 10$. Con el fin de procesar Doppler, es necesario que todas las N_{dopp} subportadoras muestren coherencia de impulso a impulso. Por lo tanto, los coeficientes a lo largo de las filas D deberían ser iguales.

Se describe ahora el concepto para el procesado a la recepción de tal ráfaga de impulsos ágiles OFDM. Se asume solo un único objetivo puntual en el escenario y se excluyen las pérdidas de propagación en el modelo.

Durante la transmisión, la señal digital presentada en (2) se transforma mediante un conversor digital-analógico (DAC) en señal analógica antes ser sometida a conversión ascendente, aquí a banda X. A radiofrecuencia (RF), cada impulso ágil $u_{RF\ TX}^m(t)$ se expresa mediante

$$u_{RF\ TX}^m(t) = u_{BB}^m(t - t_m) \cdot e^{j\omega_c t}$$

donde,

$$u_{BB}^m(t) = \left[\sum_{k=0}^{N_{sc}-1} c_{k,m} e^{jk \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot (t + T_s/2)} \right] \cdot \text{rect}_{T_s}(t)$$

$$\text{rect}_{T_s}(t) = \begin{cases} 1 & -T_s/2 \leq t \leq T_s/2 \\ 0 & \text{en otra parte} \end{cases} \quad (4)$$

Se toma el tiempo t_m para que sea el momento en el cual el centro exacto del impulso

m se transmite, por ejemplo $T_0=T_S/2$ y $T_1=PRT + T_S/2$. Por motivos de coherencia de un impulso al siguiente, se asume que el PRT es un número entero múltiplo del periodo de portadora $T_c = 2\pi/\omega_c$.

5 **PROCESADO DOPPLER: FORMA DE ONDA REFLEJADA**

A la recepción, si el objetivo puntual está inicialmente separado del radar por una distancia R y se desplaza con una velocidad radial v_r , la expresión compleja para cada impulso recibido m se da mediante:

$$\begin{aligned}
 u_{RF\ RX}^m(t) &= u_{RF\ TX}^m(\sigma(t - \tau)) \\
 &= e^{j(\omega_c + \omega_D)(t - \tau)} \cdot u_{BB}^m(\sigma(t - \tau) - t_m)
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

10

donde $\sigma = (c - v_r)/(c + v_r) \approx 1 - 2v_r/c$ es el factor de escala de tiempo usado para describir el verdadero efecto Doppler y $\omega_D = -(2v_r/c)\omega_c$ es la modulación Doppler sobre la portadora RF. Los objetivos en alejamiento ($v_r > 0$) inducen Doppler negativo mientras que los objetivos de cierre ($v_r < 0$) producen Doppler positivo. El retardo de desplazamiento de ida y vuelta τ es proporcionado por $\tau = 2R/(c - v_r) \approx 2R/c$.

15

La figura 4 ilustra esquemáticamente un esquema de conversión descendente compleja ejemplar. Una señal recibida $S_{RF}(t)$ se mezcla con una oscilador local 10 en una señal $S_{BB}(t)$, a continuación se muestrea mediante un conversor analógico-digital 11 (ADC) en $S_{BB}[t_n]$, antes de que se cierre como se ilustra mediante un elemento 12 de ruido blanco gaussiano aditivo. Esto último significa que solamente se toman algunas muestras correspondientes a las puertas de alcance. Esto equivalente normalmente a submuestrear pero aquí no importa el propio comportamiento.

20

Finalmente, las muestras se conducen a través de un filtro de compresión de impulsos para llevar a cabo el procesamiento de alcance en un procesador de señal digital 13 (DSP).

25

La figura 5 ilustra esquemáticamente un procesamiento Doppler ejemplar para un impulso 1 a un impulso P después de la compresión de impulsos, en un sistema convencional. La señal sometida a conversión descendente $u_{BB\ RX}^m(t)$ se expresa mediante:

$$u_{BB\ RX}^m(t) = e^{-j\omega_c \tau} \cdot e^{j\omega_D(t - \tau)} \cdot u_{BB}^m(\sigma(t - \tau) - t_m)
 \tag{6}$$

30

Las puertas de alcance se separan convencionalmente mediante una célula de alcance, cuya dimensión es igual a la resolución de alcance ($\delta R - c/2 \cdot \delta \tau$, con $\delta \tau = 1/B_w$. Si durante cada

PRT hay P puertas de alcance ($t_1 \dots t_p$) toda la matriz de puerta de alcance R, será $R = \frac{c}{2} \cdot T$,

en la que:

$$T = \begin{bmatrix} t_1 & \dots & t_p \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (M-1) \cdot PRT + t_1 & \dots & (M-1) \cdot PRT + t_p \end{bmatrix} \quad (7)$$

5

Si el retardo τ se encuentra dentro del intervalo $[t_p, t_{p+1}]$, los impulsos recibidos $u_{BBRX}^{m=1}$ tendrán sus N_{SC} muestras tomadas en los instantes de tiempo ($t_{p+1} \dots t_{p+N_{SC}}$) y siempre que el desvío entre el primer instante de muestreo y el retardo es $\Delta\tau = t_{p+1} - \tau$, la n ésima muestra es proporcionada por:

$$u_{BBRX}^{m=1}(t_{p+n}) = e^{-j\omega_c \tau} \cdot e^{j\omega_D(\Delta\tau + (n-1)\delta\tau)} \cdot \left[\sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{k,0} e^{jk \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot (\Delta\tau + (n-1)\delta\tau)} \right] \quad (8)$$

10

En (8), según (3) descarta el escalado del propio impulso, razón por la cual los términos de frecuencia en la suma no se ven afectados. Sin embargo, no se puede ignorar el escalado del PRT y el eco del siguiente impulso aparecerá derivado sobre el escalado de puerta de alcance. τ_2 es el instante de tiempo de su recepción, y es como sigue:

15

$$\tau_2 = \tau_1 + PRT(1 + v_r) \quad (9)$$

Si se asumen velocidades radiales muy bajas, entonces se puede asumir que τ_2 se encuentra dentro del intervalo correspondiente $[PRT+t_p, PRT+t_{p+1}]$. En ese caso, el nuevo retardo $\Delta\tau_2$ es igual a:

20

$$\Delta\tau_2 = PRT + t_{p+1} - \tau_2 = \Delta\tau_1 - v_r \cdot PRT \quad (10)$$

25

Al tomar $\tau_1 = \tau$, $\Delta\tau_1 = \Delta\tau$. Con la condición de que todos los ecos caigan dentro de la misma célula de alcance, lo cual significa que no hay desplazamiento en distancia, el procesado Doppler funcionará sobre las $M \times N_{SC}$ muestras disponibles. Expandiéndose (10) a todos los ecos:

30

$$\Delta\tau_m = \Delta\tau_1 - v_r \cdot (m-1)PRT \quad (11)$$

PROCESADO DOPPLER DE LA FORMA DE ONDA REFLEJADA

La figura 6a ilustra esquemáticamente una ráfaga OFDM ejemplar recibida de 330 impulsos. La figura 6b ilustra esquemáticamente un procesado Doppler ejemplar por subportadora. Se puede arreglar una expresión equivalente a (8) para cada muestra n a partir del impulso m:

$$u_{BB\ RX}^m(t_{p+n}) = e^{-j\omega_c t} \cdot e^{j\omega_D(\Delta\tau - v_r(m-1)PRT + (n-1)\delta\tau)} \cdot \left[\sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{k,m} e^{jk \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot (\Delta\tau - v_r(m-1)PRT + (n-1)\delta\tau)} \right] \quad (12)$$

Basado en la suposición de ausencia de desplazamiento en distancia, el algoritmo presentado propone un procesado Doppler por subportadora. Ya que los dos procesos son lineales, se pueden invertir. Por lo tanto, el procesado Doppler se considera en las muestras brutas introducidas en (12) antes de la compresión de impulsos. La idea del procesado Doppler es seguir la evolución de fase de todas las N_{dopp} subportadoras según (3) a lo largo del CPI o a de PRT a PRT.

Para recuperar las N_{dopp} fases en cada PRT, la primera etapa del algoritmo consiste en aplicar puntos N_{SC} FFT sobre todos los M juegos de muestras $\{u_{BB\ RX}^m(t_{p+n})\}_{n=1 \dots N_{sc}}$. En la salida, la fase contiene la información, por lo tanto las N_{dopp} fases se mantienen en el vector $\phi_m = (\phi_{m,1} \dots \phi_{m,N_{dopp}})$ mientras se descartan los otros $N_{SC} - N_{dopp}$. A continuación se forma la matriz Φ :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_{1,1} & \dots & \phi_{1,N_{dopp}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_{M,1} & \dots & \phi_{M,N_{dopp}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

La segunda parte del algoritmo es de nuevo un análisis de Fourier ya que se llevan a cabo M puntos FFT sobre cada una de las N_{dopp} columnas en Φ . Los N_{dopp} espectros Doppler se producen y recogen en la matriz F:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} f_{1,1} & \cdots & f_{1,N_{dopp}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{M,1} & \cdots & f_{M,N_{dopp}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

La figura 7 ilustra esquemáticamente un espectro Doppler ejemplar.

5 FORMA DE ONDA OFDM ADAPTADA AL PROCESADO HRR

La estructura OFDM permite también la combinación de agilidad de frecuencia y HRR. Con este fin, se propondrá un modelo de tiempo/frecuencia diferente del del caso anterior. La idea general respecto de HRR es sintetizar una resolución de alcance superior a la resolución de alcance teórica ($\delta R=c/2B$), que está limitada por el ancho de banda. En el análisis actual, el factor de limitación no es el ancho de banda ($B_w=300\text{MHz}$ en el escenario) sino la necesidad de agilidad de frecuencia. De hecho, en el contexto de la interferencia, la reducción del ancho de banda instantáneo es necesaria. En este sentido, el concepto de HRR es compatible con el radar de banda nacha ágil de frecuencia. La combinación de agilidad y HRR requiere una forma de onda adaptada. La solución propuesta hace uso de subportadoras agrupadas para cada impulso y asigna a cada grupo diferentes subbandas. Sobre la ráfaga, toda la banda va cubierta paraleatoria.

La figura 8 ilustra esquemáticamente una forma de onda OFDM ágil de frecuencia ejemplar. Se usa solamente un pequeño conjunto de subportadoras adyacentes N_{HRR} en cada chip para formar un impulso. La frecuencia $f_m=n_m \cdot \Delta f$ especifica la banda de frecuencia para impulso m . Por lo tanto, la información de agilidad de frecuencia se encuentra ahora contenida en el vector $\mathbf{A}=(n_1 \dots n_m)$. Obsérvese que se considera que no hay solapamiento entre estas bandas en el actual análisis. Por razones de coherencia, no se aplica ni codificación de fase ni codificación de frecuencia sobre la señal OFDM, es decir, $\phi_{k,l}=0$ y $w_{k,l}=1$. De manera similar a (3), la matriz tiempo/frecuencia de los coeficientes \mathbf{C} se muestra como un ejemplo en (15)

25

$$C = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,9} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,10} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,6} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,8} & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,7} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,4} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & h_{1,3} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{1,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & h_{1,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,5} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (15)$$

Solamente se dedica una subportadora a HRR pero la concatenación de más subportadoras es una opción cuando están disponibles más frecuencias.

5

PROCESADO HRR: LA FORMA DE ONDA OFDM REFLEJADA

El procesado HRR es evidente cuando la expresión de los impulsos RF transmitidos en (4) se modifica ligeramente como en (16) y (17). cada impulso tiene su propia frecuencia portadora f_c+f_m , también usada como oscilador local para realizar la mezcla en el receptor:

10 donde,

$$u_{BB}^m(t) = e^{j\omega_m t} \cdot u_{BB}(t - t_m)$$

$$u_{BB}(t) = \left[\sum_{k=0}^{N_{HRR}-1} e^{jk \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot (t+T_s/2)} \right] \cdot \text{rect}_{T_s}(t) \quad (16)$$

$$u_{RF\,TX}^m(t) = e^{j\omega_c t} \cdot u_{BB}^m(t) \quad (17)$$

Por razones de coherencia, se supone que el PRT es un número entero múltiplo del periodo portador $T_c=2\pi/\omega_c$. Al asumir un objetivo con desplazamiento muy lento (sin desplazamiento en distancia)m la expresión compleja para cada impulso recibido m es dada por:

15

$$u_{RF\,RX}^m(t) = u_{RF\,TX}^m(\sigma(t - \tau))$$

$$\approx e^{j(\omega_c + \omega_D)(t - \tau)} \cdot u_{BB}^m(\sigma(t - \tau)) \quad (18)$$

La figura 9 ilustra esquemáticamente un receptor ejemplar para HRR. Comprende un Oscilador local ω_0 (LO) y un bloque de compresión de impulsos. Después de la mezcla, cada impulso se expresa mediante:

$$u_{BB\ RX}^m(t) = u_{RF\ RX}^m(t) \cdot e^{-j(\omega_c + \omega_m)t} \quad (19)$$

Sustituyendo el $m^{\text{ésimo}}$ término de (16) y (18) para $u_{RF\ RX}^m$, se consigue:

$$u_{BB\ RX}^m(t) = e^{-j(\omega_c + \omega_m)\tau} q_m(t - \tau) \quad (20)$$

donde

$$q_m(t) = e^{j\omega_D(t - \tau)} u_{BB}(t - \tau - t_m) \quad (21)$$

Si la velocidad del objetivo es alta, la forma de onda recibida experimenta un escalado. El PRT de la ráfaga recibida se modifica y en ese caso, sería más correcto introducir τ_m como el retardo para el $m^{\text{ésimo}}$ impulso. Aunque aquí se introduce el análisis Doppler de banda ancha, se toma un retardo invariable para todos los impulsos. Los impulsos cortos tampoco se ven afectados por el escalado, por lo tanto las modulaciones Doppler sobre las N_{HRR} subportadoras se pueden descartar como en (18).

La resolución básica de alcance de la señal u_{BB} en (16) se determina por compresión de impulsos. La respuesta de impulso $h_m=h$ del filtro de compresión de impulso coincide con la forma $q_m=q$ del impulso recibido. Por lo tanto, en principio se ofrece por:

$$h(t) = \overline{q(-t)} \quad (22)$$

donde la línea indica conjugación compleja. La función g se define como la convolución del impulso recibido q y la respuesta de impulso h del receptor:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} q(t - \alpha)h(\alpha)d\alpha \quad (23)$$

Todas las elecciones en el diseño de la forma de impulso y el filtro de compresión de impulso que son relevantes para HRR se capturan en la función g . Para un objetivo

estacionario como en las siguientes simulaciones, es igual a la autoconvolución de la forma de impulso OFDM:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{BB}(t - \alpha) \overline{u_{BB}(-\alpha)} d\alpha \quad (24)$$

5

La señal x_m en la salida del receptor debida al $m^{\text{ésimo}}$ impulso es la convolución de la salida de mezclador u_{BBRX}^m y la respuesta de impulso h del filtro de compresión de impulso. Se puede expresar en términos de la función g :

10

$$x_m(t) = e^{-j(\omega_c + \omega_m)\tau} g(t - \tau - t_m) \quad (25)$$

15

La salida x_m del receptor es también la entrada a la parte del procesado que es específica del HRR. Por lo tanto ¿23? es la clave para el diseño de este procesado. En principio, el diseño se basa en un análisis detallado del primer factor, pero ignora el segundo. La propia elección de la función g y el muestreo de la función x_m debe ser tal que el segundo factor pueda ser considerado como una función constante del número de impulsos m . Es conveniente evitar perturbaciones de fase suplementarias, si el impulso comprimido es real. Una condición suficiente para que el impulso comprimido g sea real es que el impulso no comprimido u_{BB} sea un simétrico complejo. Para ser un complejo simétrico, un impulso p debe verificar:

20

$$p(-t) = \overline{p(t)}, \quad t \in \mathfrak{R} \quad (26)$$

25

El impulso OFDM u_{BB} tiene esta propiedad. En este análisis teórico, la señal de salida de receptor X_m se supone que se muestrea en los momentos exactos $\Delta t_m = (\tau + t_1 \dots \tau + t_M)$.

PROCESADO HRR DE LA FORMA DE ONDA OFDM REFLEJADA

Con los instantes de muestreo Δt_m las muestras de datos $x_m(\Delta t_m)$ en el mismo dominio son ahora significativos en el dominio de frecuencia. Su expresión $X_m(\omega_m)$ obedece a:

30

$$\begin{aligned}
 X_m(\omega_m) &= x_m(\Delta t_m) \\
 &= e^{-j\omega_m \tau} \cdot e^{-j\omega_c \tau} \cdot g(0)
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

5 Solamente el primer término tiene una dependencia de m. Esta observación es la base del análisis HRR. Puesto que el modelo de agilidad $A=(n_1...n_M)$ introducido anteriormente, se conoce en el receptor, la compensación para las etapas de frecuencia no lineal es posible antes de que el procesado HRR sea efectivo.

10 La figura 10 ilustra esquemáticamente un concepto de procesado HRR ágil ejemplar. Un bloque 30 de Modelo de agilidad reordena la secuencia $X_1(\omega_1)...X_M(\omega_M)$ en una nueva secuencia $Y_1(\Omega_1)...Y_M(\Omega_M)$ de manera que $(\Omega_m)_m=1...M$ siga una progresión lineal. Después, el nuevo conjunto de muestras se puede procesar mediante un bloque IFFT 31. El vector de salida $(y_1(\tau_1)...y_M(\tau_M))$ proporciona el perfil de alcance HRR. La ráfaga considerada en el ejemplo se compone de un pequeño número de impulsos ($M=10$) y el mismo modelo de agilidad que se usa en la figura 8.

15 La figura 11 ilustra esquemáticamente un chip OFDM u_{BB} , continuo y después de mostrear las puertas de alcance para 3 objetivos que incluyen un objetivo 1 y un objetivo 2. Un tercer objetivo corresponde a muestras oscuras obtenidas en los cruces por cero, donde el alcance coincide con un múltiplo (k) de la puerta de alcance. Las especificaciones para el diseño del chip OFDM u_{BB} , como se usan en las simulaciones, se indican en una tabla 1:

	Parámetro	Valor	Dimensión
Ancho de banda total	B_w	300	[MHz]
Número de subportadoras disponibles	N_{sc}	300	
Espacio de frecuencia	Δf	1	[MHz]
Duración de símbolo	T_s	1	[μs]
Ancho de banda por impulso	B	30	[MHz]
Número de subportadoras por impulso	N_{HRR}	30	
Frecuencia de muestreo	$f_s=B$	30	[MHz]

20 **Tabla 1: Especificaciones OFDM**

25 Puesto que en la práctica, el receptor procesa una muestra por puerta de alcance, donde cada puerta de alcance tiene un ancho igual a la resolución de alcance después de la compresión de impulsos, las simulaciones se llevan a cabo con una frecuencia de muestreo $f_s=1/\delta\tau=B$. como se ilustra en la figura 11, si el alcance de un objetivo coincide con una puerta de alcance, la muestra central exhibe un impulso altamente preciso y el resto es cero. en este instante, las fases de todas las subportadoras se añaden de manera constructiva. En el resto

se añaden de manera destructiva.

La figura 12 ilustra esquemáticamente un muestreo ejemplar de los ecos recibidos procedentes de diferentes alcances. Si el alcance no coincide con ninguna puerta de alcance, entonces las muestras recogidas ya no son cero. En este caso, los instantes de muestreo son $\Delta t_m + \varepsilon$ donde ε es la diferencia entre la primer puerta de alcance y R. En la simulación, dos objetivos puntuales se sitúan a alcances $R_1=2002\text{m}$ del transceptor de radar. El muestreo de ambos ecos que siguen la explicación de la figura 12 se indican también en la figura 11.

La figura 13 ilustra esquemáticamente un chip OFDM comprimido ejemplar para dos objetivos con poca separación. Si ambos ecos se procesaron por separado, la salida $x_1(t)$ de la compresión de impulsos sería idéntica a la figura 13. Obsérvese que la señal de referencia $\overline{u_{BB}(-\alpha)}$ en (24) corresponde a las muestras oscuras en la figura 11. Debido a que su separación en alcance es inferior a la resolución después de la compresión de impulsos ($\delta r=5\text{m}$), los dos objetivos caen dentro de la misma celda y o se pueden resolver. Por lo tanto, la HRR adicional es necesaria para discriminar entre ellos. La resolución de alcance se mejora mediante M, $\delta r_{\text{HRR}}=\delta r/M$.

La figura 4 ilustra esquemáticamente perfiles ejemplares de HRR para dos objetivos puntuales cercanos ($R_1=2001$, $R_2=2001$), plegándose el resultado en la ventana IFFT disponible. Se trazan los perfiles HRR ($y_1(\tau_1)\dots y_M(\tau_M)$) de estos dos objetivos. Los picos se sitúan ahora separados por dos celdas de manera que se puedan resolver los dos objetivos.

FORMA DE ONDA OFDM ADAPTADA A PROCESADO HRR Y DOPPLER

La combinación de las tres características se hace posible cuando el modelo tiempo/frecuencia de la forma de onda emitida incluye las tres características, como en la matriz ejemplar C:

$$C = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,9} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,10} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,6} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,8} & \cdot & \cdot & \cdot \\ d_{1,1} & d_{1,2} & d_{1,3} & d_{1,4} & d_{1,5} & d_{1,6} & h_{1,7} = d_{1,7} & d_{1,8} & d_{1,9} & d_{1,10} & \\ d_{2,1} & d_{2,2} & d_{2,3} & h_{1,4} = d_{2,4} & d_{2,5} & d_{2,6} & d_{2,7} & d_{2,8} & d_{2,9} & d_{2,10} & \\ \cdot & \cdot & h_{1,3} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{1,1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & h_{1,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & h_{1,5} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (28)$$

La figura 15a ilustra esquemáticamente un esquema de bloque de transceptor de radar ágil OFDM ejemplar, Comprende un bloque digital 40 que proporciona funcionalidades de software de banda base y un bloque analógico 41 que proporciona funcionalidades de hardware RF. El bloque digital 40 comprende un bloque 42 de procesamiento de señal de banda ancha. La figura 15b y la figura 15c ilustran esquemáticamente una imagen ampliada en el bloque 42 de procesamiento Doppler, un bloque 61 de Compresión de impulsos, un bloque 62 de Compresión de impulsos y un bloque 63 HRR. La figura 15c ilustra esquemáticamente una imagen ampliada en el bloque 42 de Procesado de señales, cuando se combinan las tres características, siendo el bloque 42 de Procesado de señales alimentado por un bloque 64 FFT. Obsérvese que la invención descrita es apropiada para cualquier transceptor OFDM convencional para comunicaciones inalámbricas. En el transmisor, un código o flujo de datos en serie, que depende del tipo de información a transmitir, se realiza primero mediante un bloque 43 (S/P) serie a paralelo, a continuación se modula en un bloque 44 y se asigna a subportadoras 1 a N_{SC} . La asignación de los símbolos se dicta mediante el modelo Ágil de frecuencia. Las frecuencias destinadas a procesar el Doppler no se codifican. Tal señal modulada en el dominio de frecuencia discreta se transforma en el dominio temporal por un bloque 45 IFFT. y el flujo de datos en paralelos realiza de nuevo en serie mediante un bloque 46 (S/P) serie a paralelo. Tal señal OFDM ágil de tiempo discreto se convierte en su versión analógica por un Conversor digital a analógico 47 (DAC), a continuación se somete por conversión ascendente a la portadora principal mediante un bloque 48 de conversión ascendente y finalmente se envía por una antena 49 al aire. en el receptor, se lleva a cabo el proceso inverso gracias a una antena 50 y un bloque 51 de Conversión descendente, hasta la digitalización por un conversor 52 (ADC). a continuación las muestras se envían al bloque de Procesado de señal 42 donde experimentan simultáneamente procesamiento Doppler y HRR

según la invención.

En el receptor, se selecciona el conjunto de subportadoras dedicadas al procesamiento Doppler $\mathbf{D} = \{d_{k,m}\}_{k=1 \dots N_{dopp}}^{m=1 \dots M}$ y se separan del otro conjunto de subportadoras necesarias para llevar a cabo HRR, $\mathbf{H} = \{h_{k,m}\}_{k=1 \dots N_{HRR}}^{m=1 \dots M}$. Esta selección requiere un bloque suplementario que
 5 convierte ecos en el dominio de frecuencia, como se ilustra en la figura 15c. Obsérvese que el análisis Doppler funciona con las muestras no comprimidas: como se ilustra en la figura 15b, el bloque 60 de Procesado Doppler puede funcionar antes del bloque 61 de Compresión de impulsos.

10 La invención no se limita al campo de red de rada de corto alcance. Se puede extender a sistemas convencionales de radar donde la restricción sobre el Ancho de banda y CPI son menos estrictos que en la situación anteriormente expuesta.

Aumentando la cantidad de digitalización e el transceptor, se mejora la flexibilidad de la arquitectura de radar.

REIVINDICACIONES

- 1.- Procedimiento para estimar la posición y la velocidad de un objetivo con un radar, emitiendo el radar una forma de onda que comprende un tren de M impulsos, en el cual $M \geq 2$, comprendiendo cada impulso un chip de multiplexado por división de frecuencia ortogonal, OFDM, construido a partir de N_{SC} subportadoras, donde $N_{SC} \geq 2$, cubriendo las subportadoras todo el ancho de banda del radar, **caracterizándose el procedimiento** porque, durante la recepción de los impulsos reflejados
- 5
- entre las N_{SC} subportadoras, N_{dopp} subportadoras, donde $N_{dopp} < N_{SC}$ se utilizan en una etapa de procesado Doppler, siendo cada una de dichas N_{dopp} subportadoras fijas en los M impulsos;
 - entre las $N_{SC} - N_{dopp}$ subportadoras que no se utilizan para el procesado Doppler, N_{HRR} subportadoras, donde $N_{HRR} < N_{SC} - N_{dopp}$ se utilizan en una etapa de procesado de alta resolución de alcance, estando dichas N_{HRR} subportadoras repartidas
- 10
- 15
- 2.- Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** una etapa de compresión de los impulsos reflejados por el objetivo sigue la etapa de procesado Doppler.
- 3.- Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** el procesado Doppler comprende la aplicación de una transformada rápida de Fourier, FFT a cada impulso recibido,
- 20
- 4.- Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** una etapa de compresión de los impulsos reflejados por el objetivo precede a la etapa de procesado de alta resolución de alcance
- 5.- Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la etapa de procesado de alta resolución de alcance comprende la eliminación de la distribución aleatoria aparente de las subportadoras.
- 25
- 6.- Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado porque** la forma de onda contiene mensajes que indican que se ha detectado un objetivo, siendo los mensajes intercambiados a través de toda una red de radar.
- 30
- 7.- Procedimiento según la reivindicación 6, **caracterizado porque** el producto ancho de banda-tiempo es superior a 10^4 .
- 8.- Procedimiento según la reivindicación 6, **caracterizado porque** se aplica en un radar de corto alcance adaptado para detectar seres humanos.

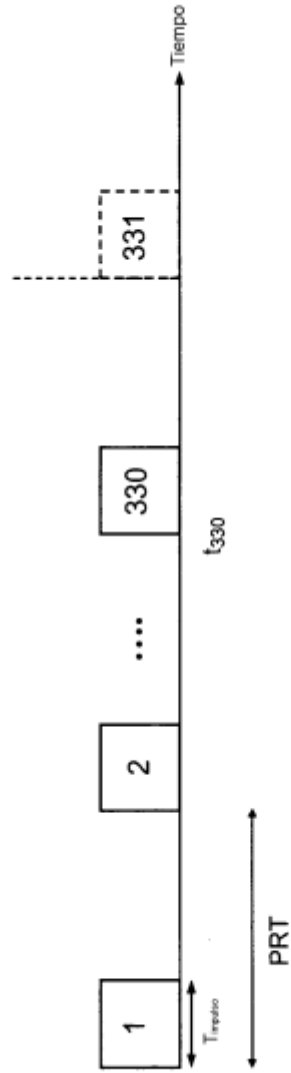


FIG.1

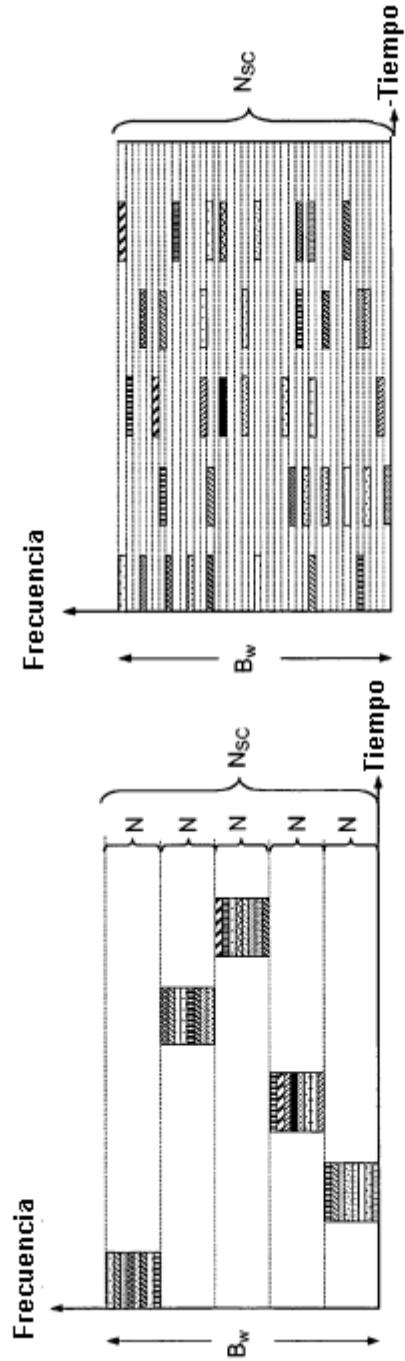


FIG.2a

FIG.2b

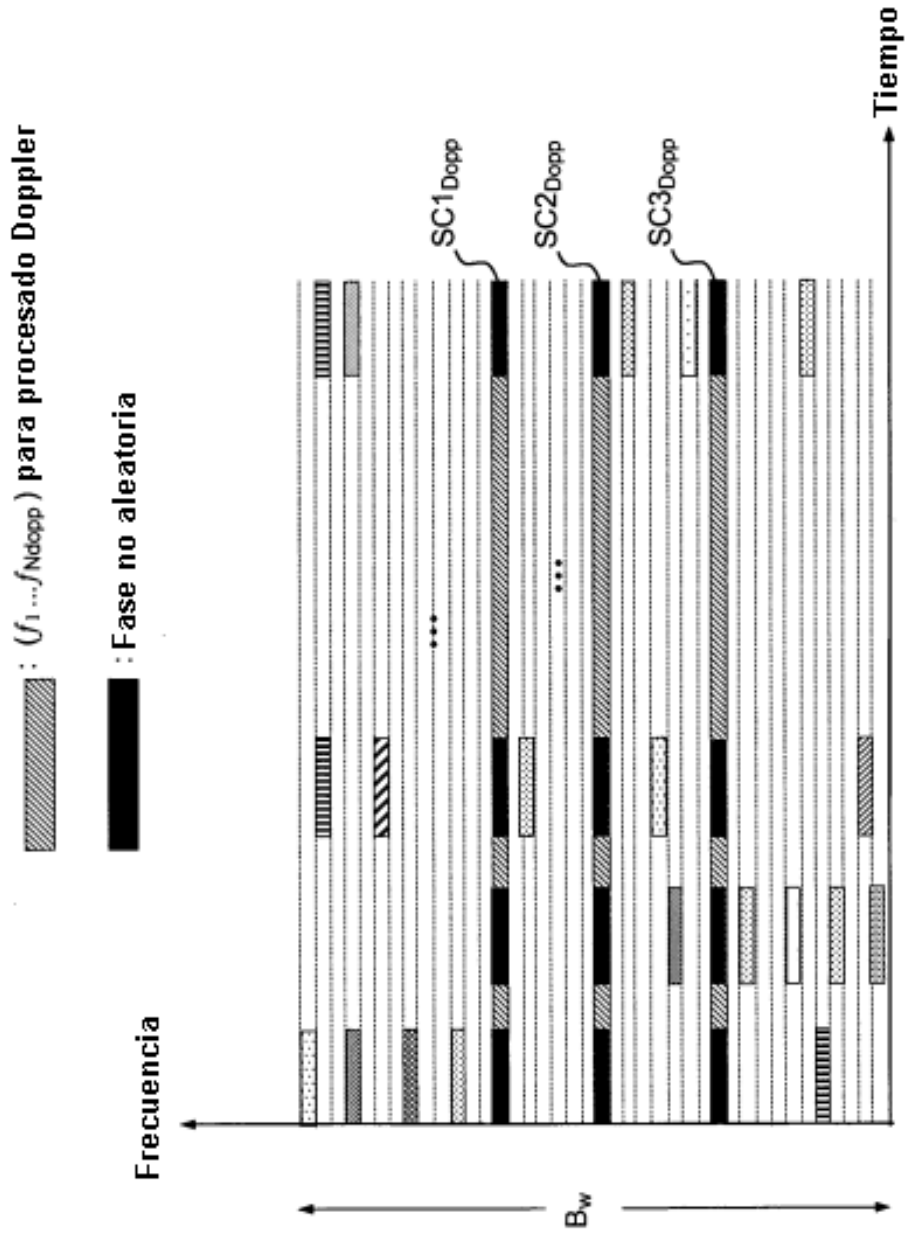


FIG.3

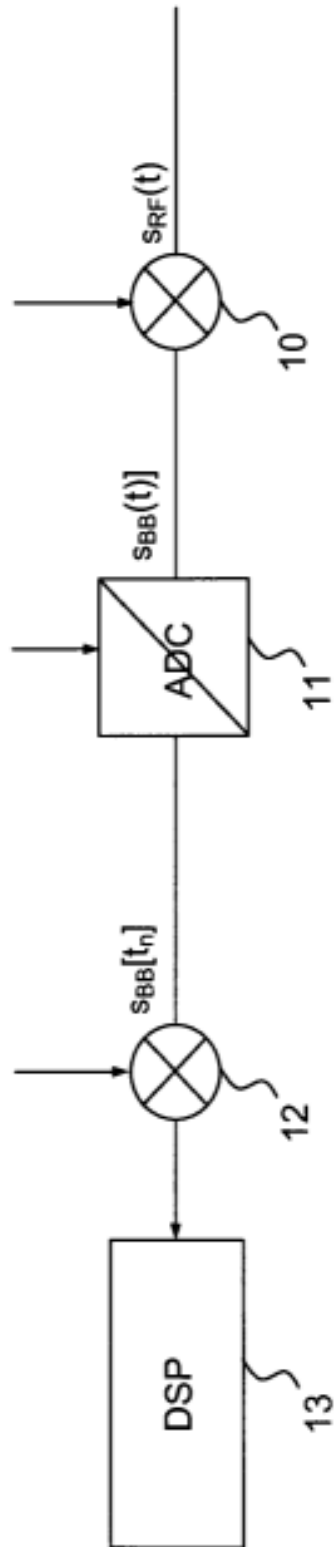


FIG.4

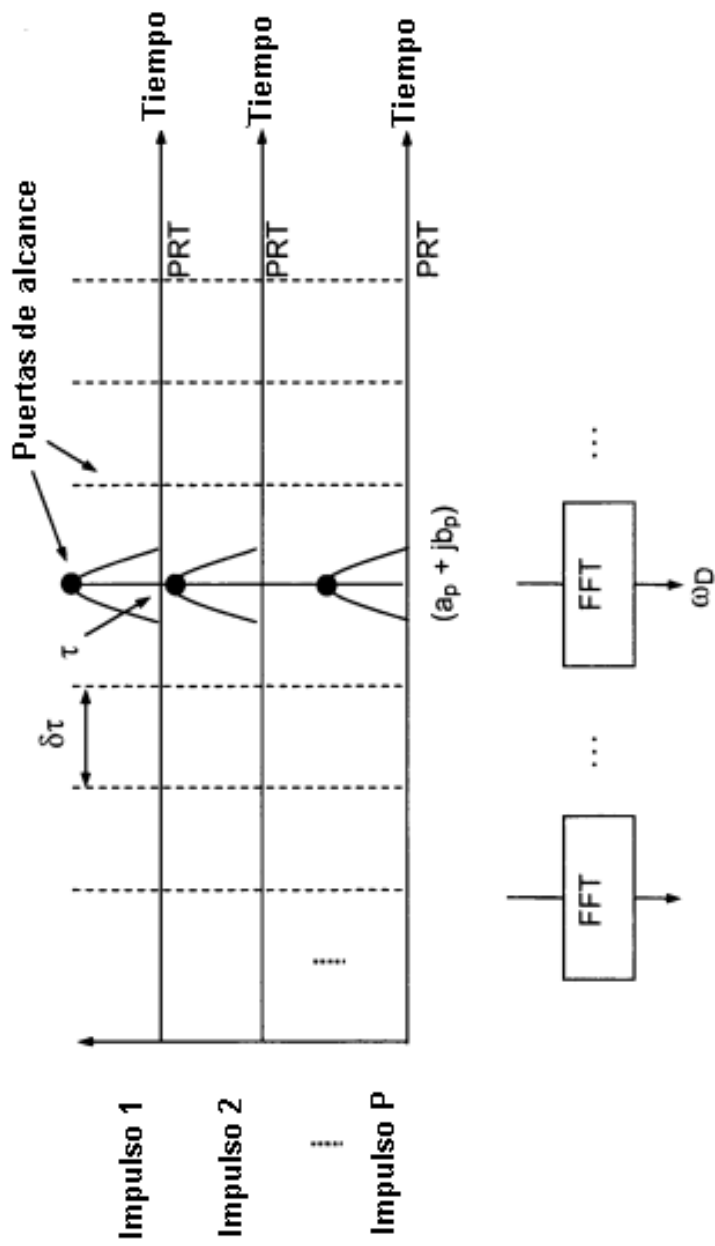


FIG.5

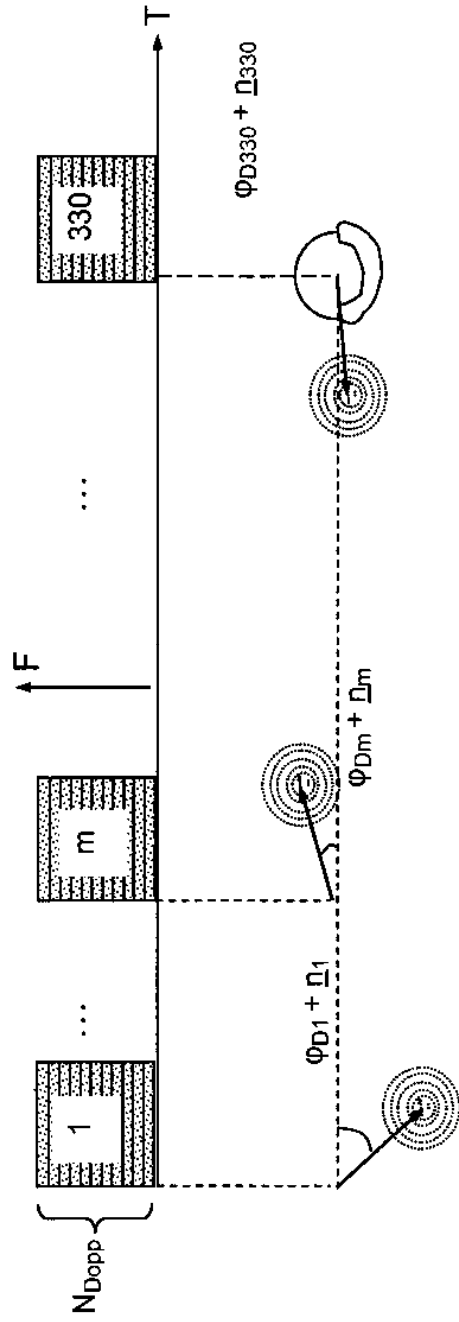


FIG.6a

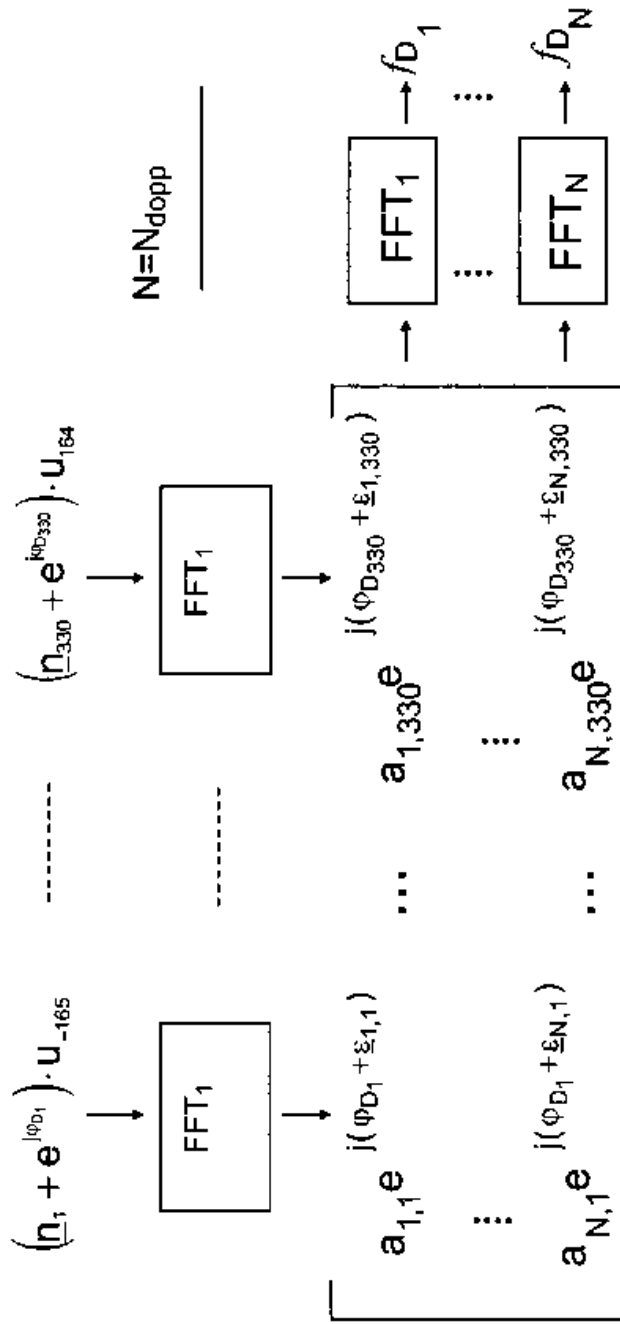


FIG.6b

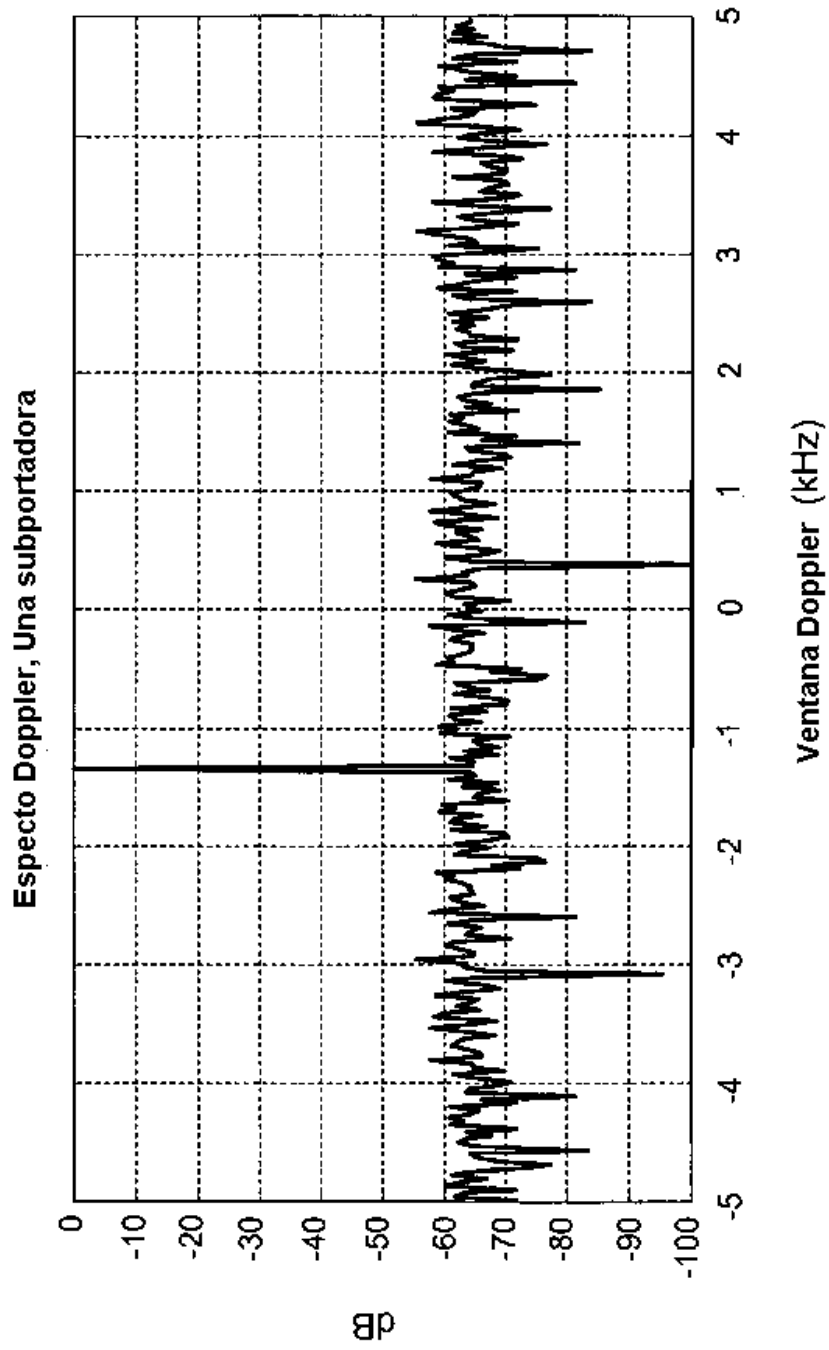


FIG.7

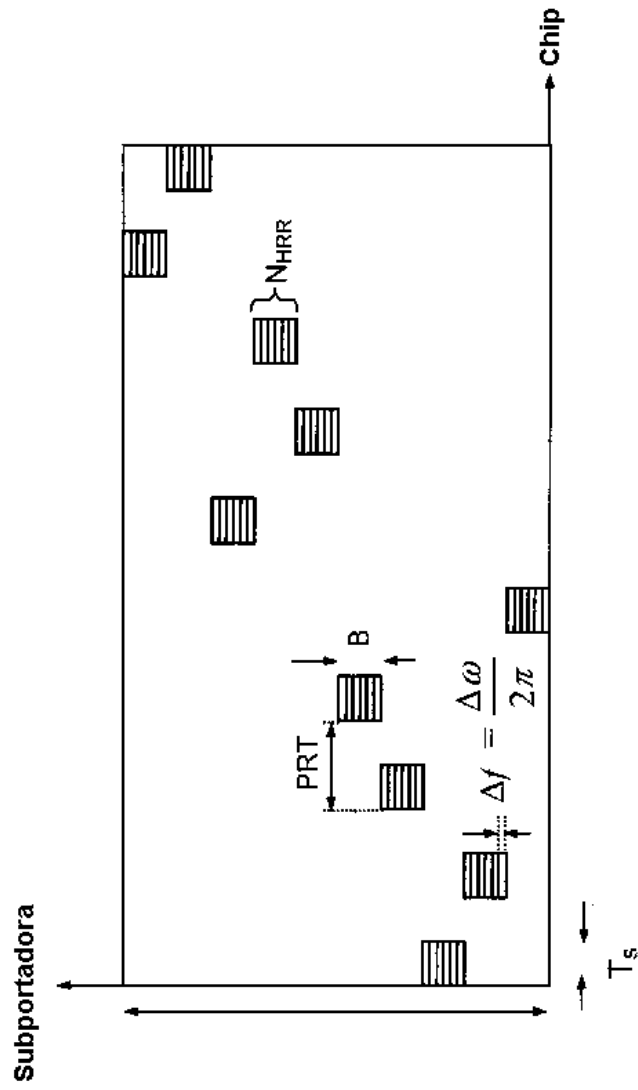


FIG.8

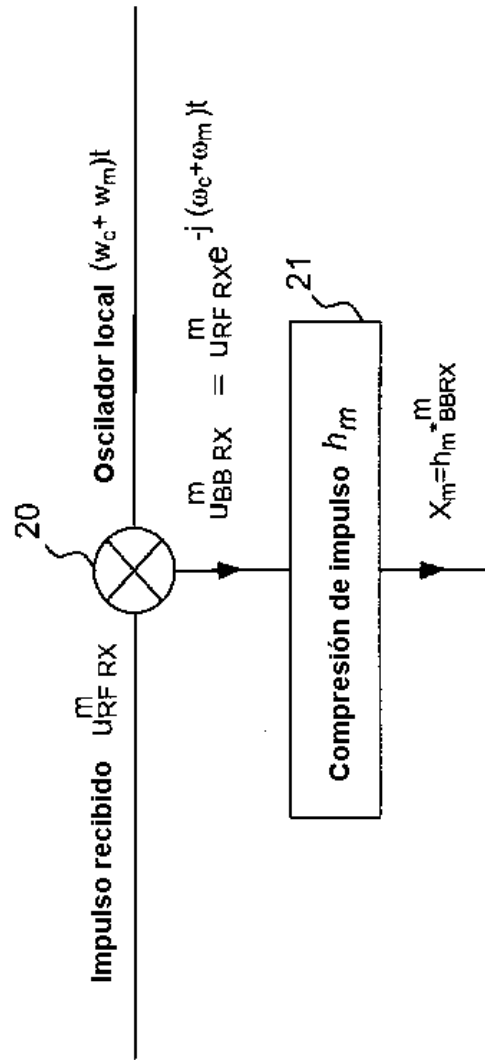


FIG.9

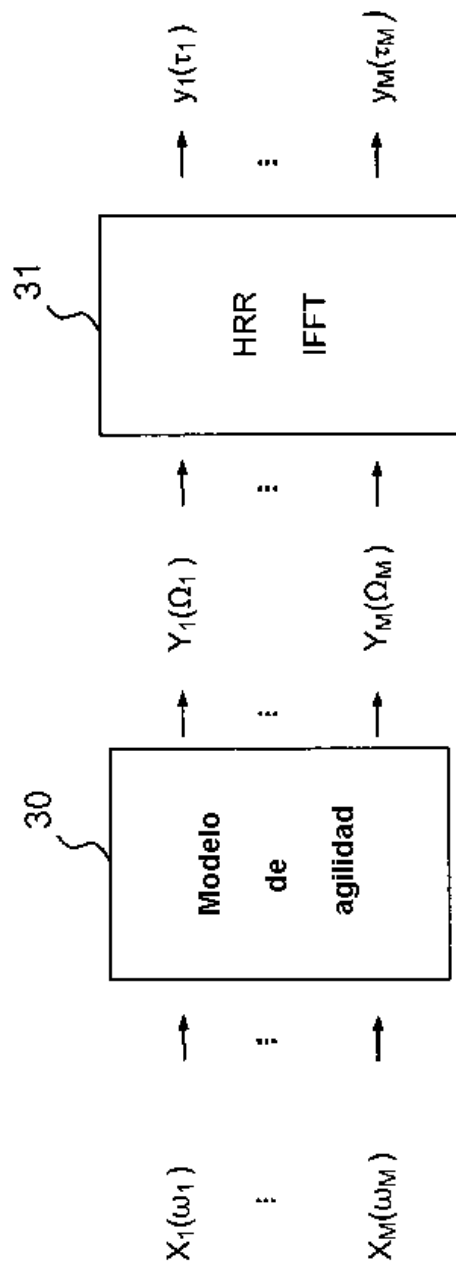


FIG.10

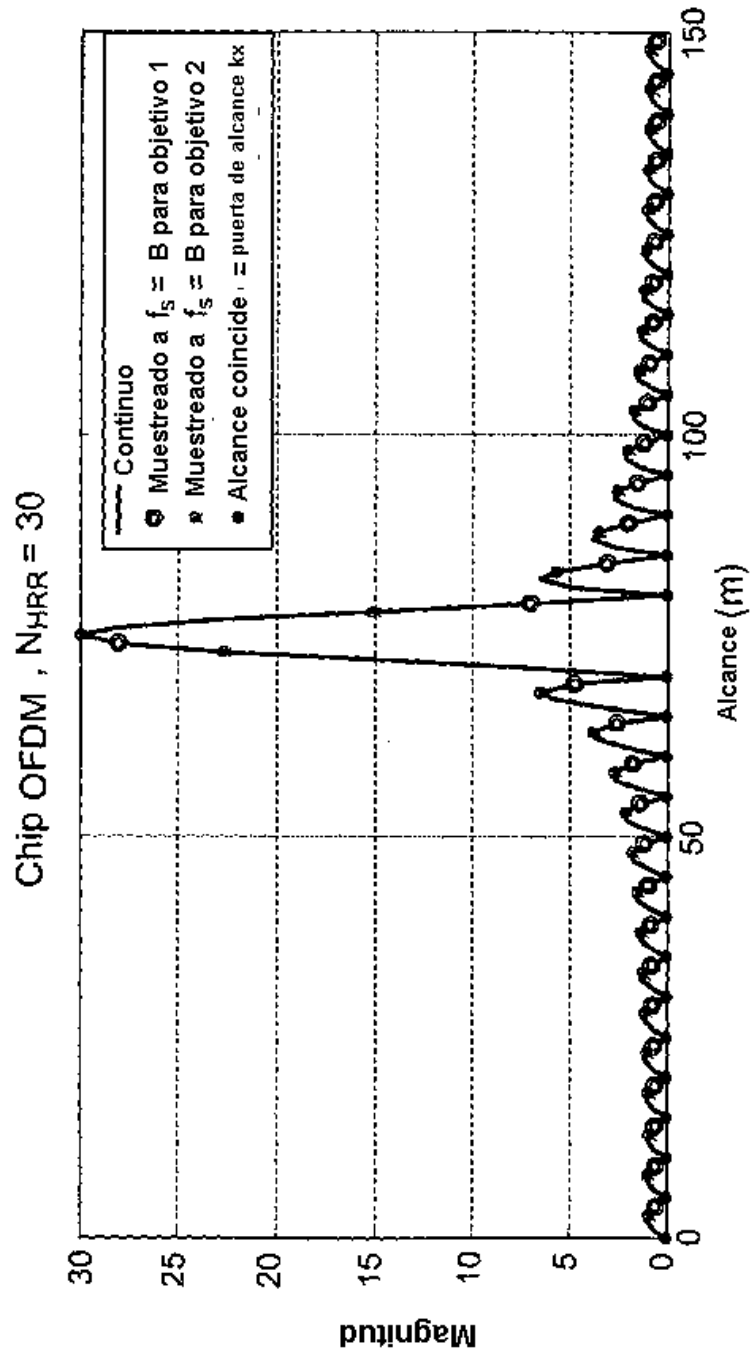


FIG.11

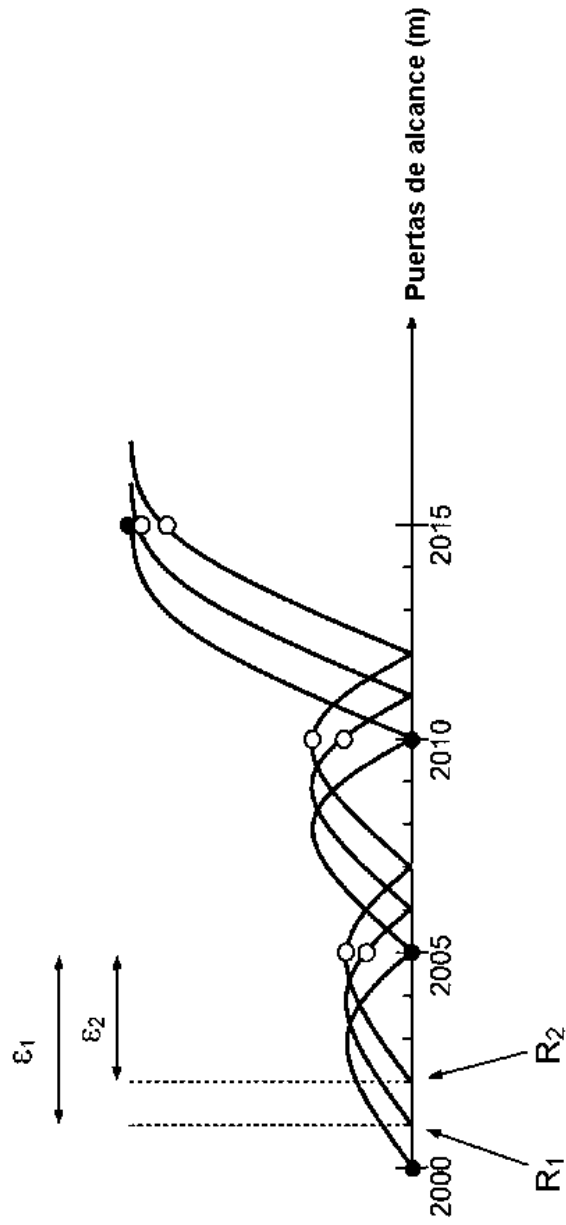


FIG.12

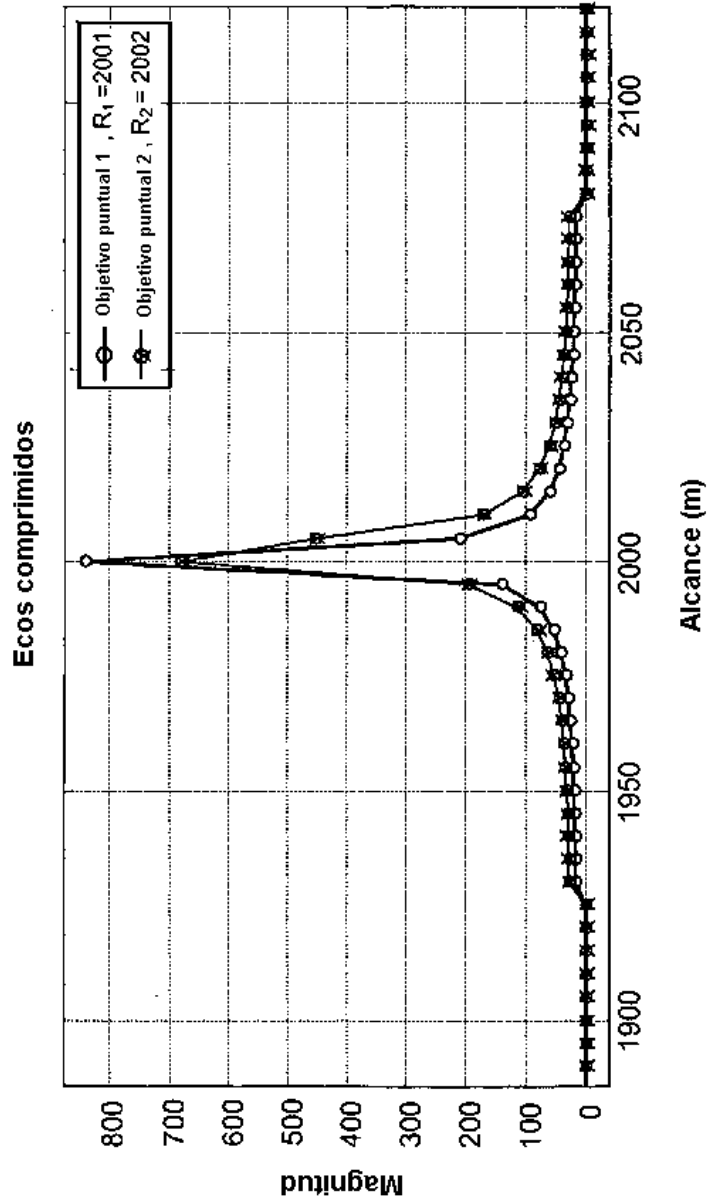


FIG.13

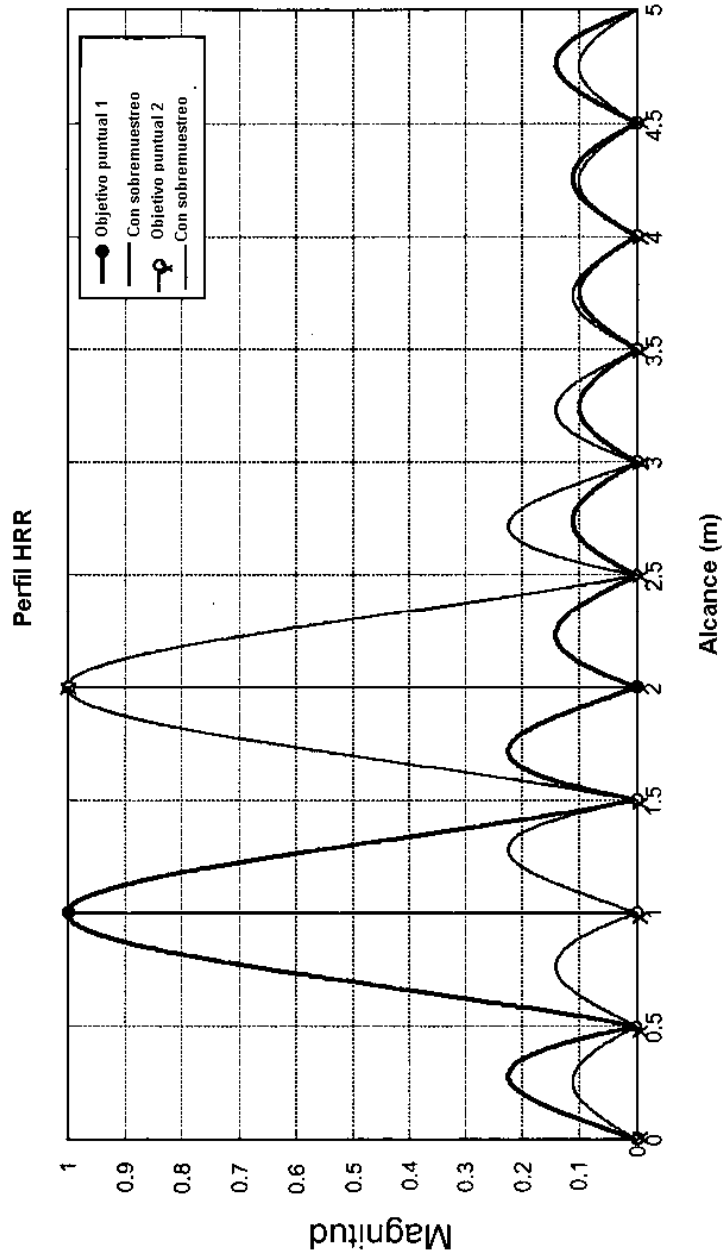
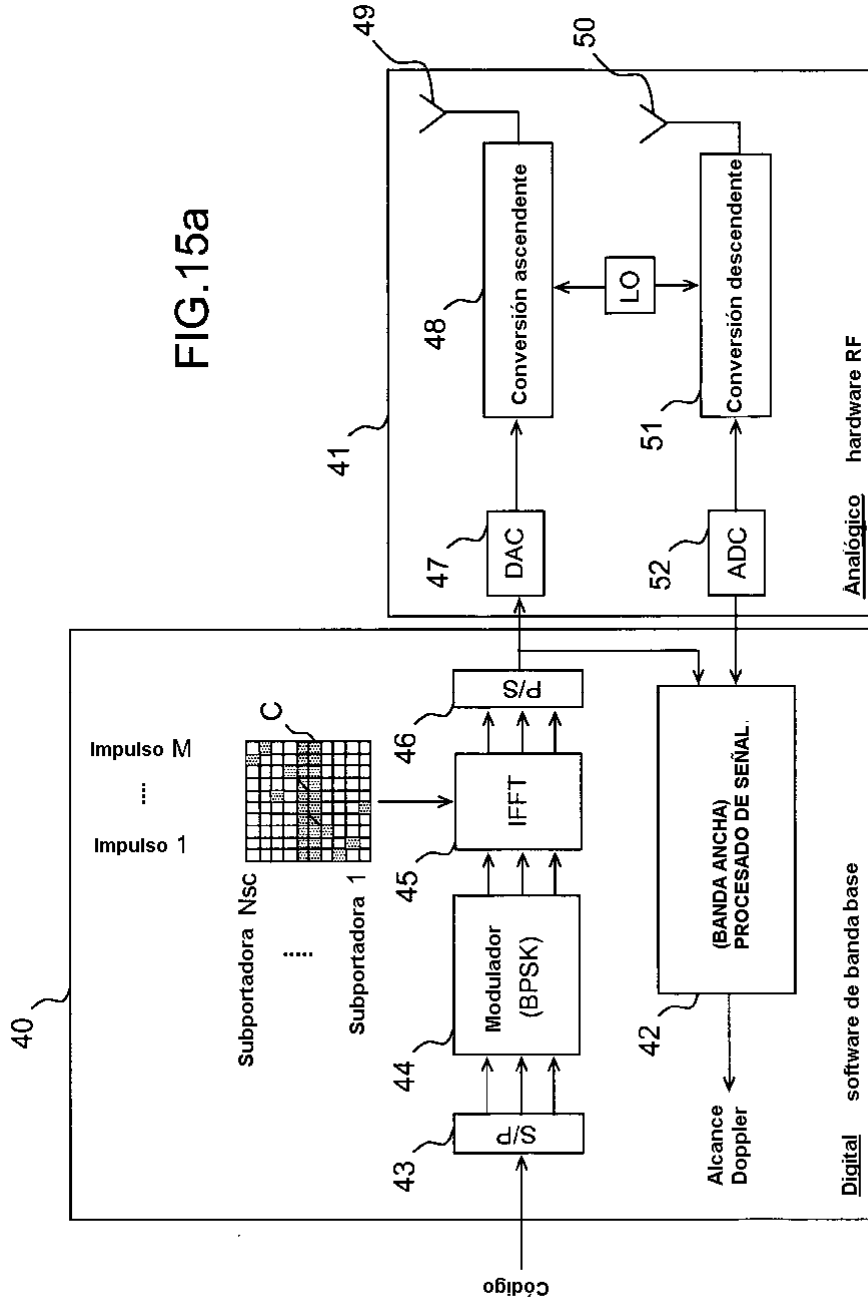


FIG.14

FIG.15a



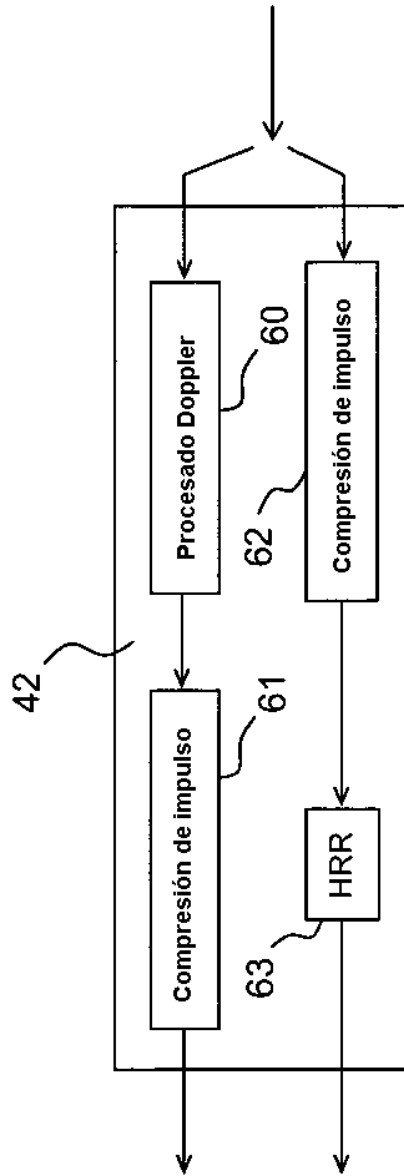


FIG.15b

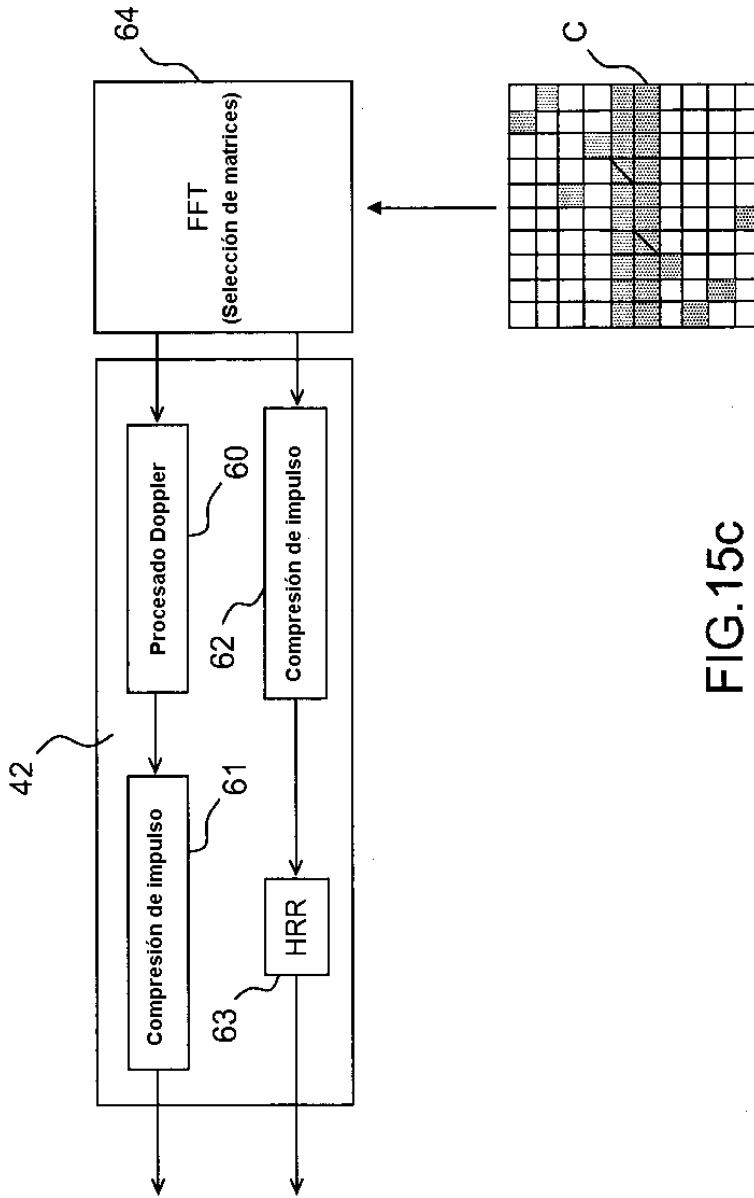


FIG.15C